

JORNADAS DE ELECTRONICA MILITAR

DISEÑO OPTIMO DEL PREAMPLIFICADOR DE RECEPCION PARA UN SISTEMA DE TRANSMISION DE DATOS A ALTA VELOCIDAD POR FIBRA OPTICA.

F. Casadevall, G. Junyent, R. Agusti

E.T.S.I. Telecomunicación de Barcelona

RESUMEN

En esta comunicación se realiza el análisis y el diseño óptimo desde el punto de vista de ruido del amplificador de recepción de un sistema de transmisión de datos a alta velocidad por fibra óptica. Su estructura es la de un amplificador realimentado por transadmitancia cuya primera etapa es un Cascodo MESFET-Transistor Bipolar, y la segunda etapa está formada por un Transistor Bipolar realimentado por emisor.

INTRODUCCION

En [1] se describen las aplicaciones militares de los sistemas de transmisión de datos por fibra óptica, en los que, debido al nivel extraordinariamente pequeño de potencia óptica presente a la entrada del receptor, resulta muy conveniente minimizar el ruido introducido por el amplificador de recepción.

Un nivel de ruido pequeño requiere el uso de preamplificadores con una elevada resistencia de entrada, [2], y como consecuencia tienen un ancho de banda insuficiente. En sistemas de baja y media velocidad es posible compensar el reducido ancho de banda mediante el empleo de redes pasivas, pero en sistemas de alta velocidad este método es inadecuado por su gran complejidad, y la alternativa consiste en utilizar amplificadores realimentados, [3].

En esta comunicación se presenta el análisis y diseño de las

dos primeras etapas de un amplificador de bajo ruido para un sistema de transmisión de datos por fibra óptica.

ANÁLISIS DEL RUIDO

El amplificador realimentado por transadmitancia, con configuración Cascodo MESFET-Transistor Bipolar para la primera etapa, resulta adecuado por su elevado ancho de banda y bajo nivel de ruido en sistemas de transmisión de datos a alta velocidad. La segunda etapa se configura mediante un transistor bipolar realimentado por emisor, pues tiene un elevado ancho de banda y presenta gran impedancia de entrada.

En la figura 1 se muestra el esquema del amplificador realimentado por transadmitancia a analizar. Para el cálculo del ruido generado en el MESFET se utiliza el modelo propuesto en [4], donde se ha introducido el parámetro Γ , [5], que mide el factor de exceso del ruido del canal.

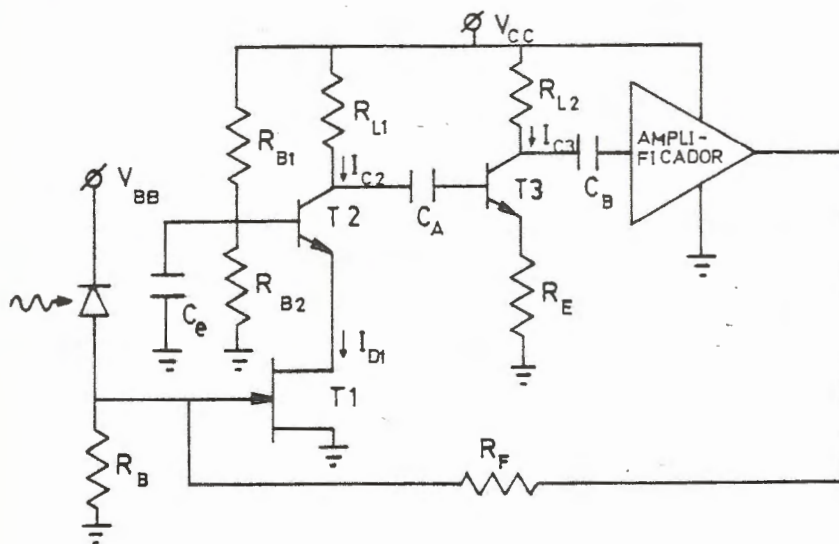


Figura 1

En el análisis del ruido es conveniente utilizar el modelo de la figura 2, donde el cuadripolo ruidoso se caracteriza por los generadores i_n y e_n . Dicha configuración es independiente del valor de la

impedancia de fuente y es válida siempre y cuando se considere la correlación, γ , que existe entre ambos generadores.

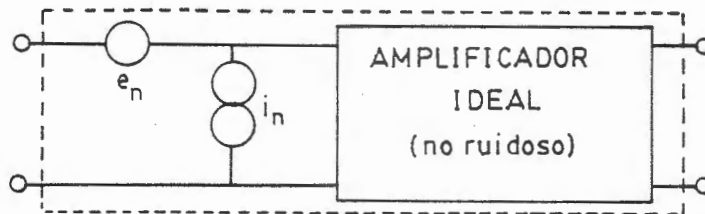


Figura 2

De [6], las densidades espectrales de los generadores son:

$$G_{en}(f) \approx \frac{q I_{b1}}{g_m^2} + \frac{2KT_o F_2(f)}{g_m^2 R_{L1}}$$

$$G_{in}(f) \approx q I_{gss} + 2KT_o \omega^2 (C_{gs} + C_D)^2 \left[\frac{\Gamma}{g_m^2} + \frac{q I_{b2}}{g_m^2} + \frac{F_2(f)}{g_m^2 R_{L1}} \right]$$

$$\gamma \approx 0$$

donde q es la carga del electrón, K es la constante de Boltzmann, $T_o = 290^\circ K$, g_m es la transconductancia del MESFET, C_{gs} es la capacidad puerta-fuente, I_{gss} es la corriente inversa de saturación de puerta, C_D es la capacidad del fotodetector, I_b es la corriente de polarización de base y $F_2(f)$ es el Factor de Ruido de la segunda etapa:

$$F_2(f) \approx \left[r_{bb2} + R_E + \frac{r_{e2}}{2} \right] + \frac{1}{R_{L1}} + \frac{q I_{b2}}{2KT_o} (r_{bb2} + R_E)^2 \frac{1}{R_{L1}} + \frac{q I_{b2}}{2KT_o} R_{L1}$$

donde el subíndice 1 corresponde a los parámetros del transistor bipolar de la primera etapa y el subíndice 2 a los parámetros de la segunda etapa.

La potencia de ruido del receptor considerando las dos primeras etapas del amplificador y su Función de Transferencia, $H(f)$, figura 3, es:

$$N = 2 \int_0^\infty \left[G_{inD}(f) + G_{in}(f) + \frac{G_{en}(f)}{R_B^2} \right] |H(f)|^2 df +$$

$$+ 2 \int_0^{\infty} \left[E(e_n^* i_n) \frac{1}{R_B} \right] |H(f)|^2 df$$

donde:

$$G_{inD}(f) = \frac{2KT_o}{R_B} = \text{Generador de Ruido Térmico asociado a la resistencia } R_B$$

$$E(e_n^* i_n) = 2\gamma \sqrt{\frac{G(f)}{en} \frac{G(f)}{in}}$$

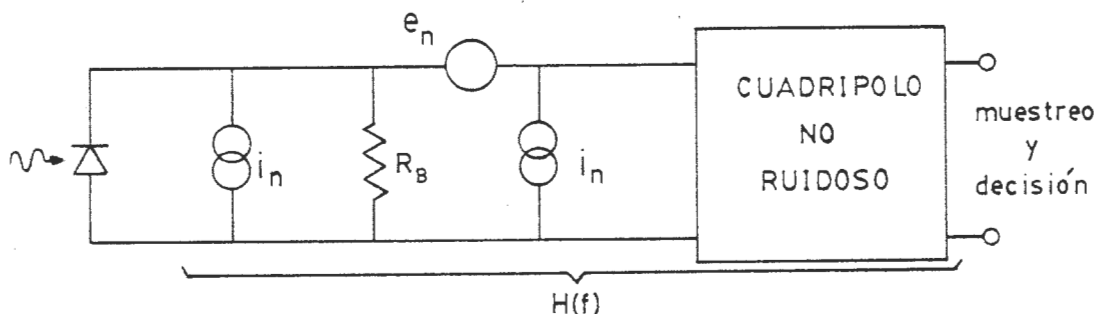


Figura 3

DISEÑO

El diseño óptimo del preamplificador de recepción propuesto consiste en calcular a partir de la frecuencia de corte de $H(f)$, las corrientes de polarización de los transistores, I_{D1} , I_{C2} , I_{C3} , las ganancias de tensión, A_{v1} y A_{v2} , de ambas etapas, el valor de la resistencia de carga, R_{L1} , y de la resistencia de realimentación, R_F , para obtener, fijado el ancho de banda del amplificador realimentado, la mínima potencia de ruido.

Los pasos del diseño son:

- 1.- Fijada la posición del polo dominante de la etapa Cascodo se calcula R_F
- 2.- Dado A_{v1} se calcula el intervalo de valores de I_{D1} para los que existe un polo dominante en la función de transferencia de la etapa Cascodo.
- 3.- A partir del valor de I_{D1} se calcula R_{L1} .

JORNADAS DE ELECTRONICA MILITAR

DOCUMENTACION

A.5/5

- 4.- Fijado el valor de A_{v2} se calcula I_{C3} que minimiza $F_2(f)$.
- 5.- Se obtiene la Ganancia de Lazo del amplificador realimentado para asegurar su estabilidad.
- 6.- Se calcula la potencia de ruido.
- 7.- Se encuentran los valores óptimos de:
 A_{v2} en función de I_{D1} y A_{v1}
 A_{v1} en función de I_{D1}
 $I_{D1} = I_{C2}$
que minimizan N

RESULTADOS

Los parámetros utilizados son:

$H(f)$ = Filtro de Bessel de orden 4

MESFET : GAT 6 de Plessey con $\Gamma = 1,75$

Transistor bipolar : BFR-91

C_D : 0,5 pF

Los resultados obtenidos para la velocidad de transmisión de 560 Mbit/s están indicados en la Tabla 1, donde f_c es la frecuencia de corte normalizada a la velocidad de transmisión:

Polarización Óptima

$$A_{v1} = 2$$

$$I_{D1} = I_{C2} = 14mA$$

$$R_F = 2,85 K\Omega$$

$$A_{v2} = 2$$

$$I_{C3} = 10mA$$

$$R_{L1} = 807 \Omega$$

f_c	Potencia de Ruido (dBm)
0,5	- 100
0,6	- 98
0,7	- 96
0,8	- 94,30
0,9	- 92,80
1,0	- 91,44

Tabla 1

REFERENCIAS

- [1] G. Junyent, R. Agusti, F. Casadevall, "Sistema de transmisión de datos a alta velocidad por fibra óptica: Mejoras introducidas por la ecualización", Jornadas de Electrónica Militar, Marzo, 1983.
- [2] S.D. Personick, "Receiver desing for digital fiber optic commu-
nication systems, I y II", Bell Syst. Techn. Journal, Vol. 52,
pp. 843-886, July-August, 1973.
- [3] J.L. Hullet and T.V. Muoi, "A feedback receiver amplifier for
optical transmission systems", IEEE Trans. on Comm., pp. 1180-
1185, October 1974.
- [4] A. van der Ziel, "Gate noise in field-effect-transistors at mo-
derately high frecuencies". Proceeding IEEE, Vol. 51, pp. 461-
467, March, 1973.
- [5] K. Ogawa, "Noise caused by Ga As MESFET's in optical receivers",
Bell Sys. Tech. Journal, vol. 60, pp. 923-928, July-August, 1981
- [6] F. Casadevall, "Contribución al estudio de técnicas de ecualiza-
ción en repetidores regenerativos para sistemas de transmisión
digital por fibras ópticas a alta velocidad". Tesis Doctoral,
E.T.S.I. Telecomunicación de Barcelona, Enero 1983.